

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 2 年 1 2 月 1 7 日
Date of Application:

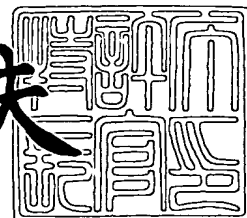
出 願 番 号 特 願 2 0 0 2 - 3 6 4 8 6 5
Application Number:
[ST. 10/C] : [J P 2 0 0 2 - 3 6 4 8 6 5]

出 願 人 松 下 電 器 産 業 株 式 会 社
Applicant(s):

2 0 0 3 年 8 月 1 2 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特 2 0 0 3 - 3 0 6 4 8 4 9

【書類名】 特許願

【整理番号】 2924040035

【提出日】 平成14年12月17日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G01P 9/04

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

 【氏名】 佐藤 政晴

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

 【氏名】 石田 ▲琢▼磨

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

 【氏名】 小林 拓

【特許出願人】

 【識別番号】 000005821

 【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100097445

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 岩橋 文雄

【選任した代理人】

 【識別番号】 100103355

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 坂口 智康

【選任した代理人】

【識別番号】 100109667

【弁理士】

【氏名又は名称】 内藤 浩樹

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011305

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9809938

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電源電圧比例増幅器及びこれを用いた角速度センサ装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1導電型の第1、第2のMOSトランジスタと、

ドレイン電流が一定となるように定電流駆動された第1、第2のMOSトランジスタと同じ導電型の第3のMOSトランジスタのゲートに、電源電圧の変動を抵抗分割して印加し、このトランジスタのソース電位を出力とする第1の電圧源と、

この第1の電圧源の出力を基準とした固定電圧を発生する第2の電圧源と、

前記第1の電圧源の出力を非反転入力端子に接続した第1のOPアンプとを備え、

前記第1のMOSトランジスタは、Pチャンネルの場合はゲートをGNDへ、またNチャンネルの場合は正電源（VDD）に接続され、ドレインを直流カットされた信号が入力される入力端子とし、前記第2のMOSトランジスタは、ゲートが前記第2の電圧源でバイアスされ、ドレインが前記第1のOPアンプの出力に接続されると共に出力端子としたことを特徴とする電源電圧比例増幅器。

【請求項2】 請求項1において、第1、第2、第3の第1導電型のMOSトランジスタは、基盤から独立したWellを持っており、共に自身のソースと共通接続したことを特徴とする電源電圧比例増幅器。

【請求項3】 第1、第2のPチャンネルMOSトランジスタと、

電源電圧とGND間を抵抗分割した電位から前記PチャンネルMOSトランジスタの閾値電圧分だけ低電圧側にシフトした電圧を発生する第1の電圧源と、

この第1の電圧源の出力を基準とした正の固定電圧を持った第2の電圧源と、前記第1の電圧源の出力を非反転入力端子のバイアス源とした第1及び第2のOPアンプとを備え、

前記第1のMOSトランジスタのゲートは前記第2の電圧源でバイアスされドレインは該第1のOPアンプの反転入力端子に接続され、ここを直流カットされた信号が入力される入力端子とし、前記第2のMOSトランジスタのゲートはGNDにバイアスされ、ドレインが前記第2のOPアンプの入力端子に接続され、

同時にこの入力端子から前記第2のOPアンプの出力端子または前記第2の電圧源との間に抵抗を接続したことを特徴とする電源電圧比例増幅器。

【請求項4】 請求項3において、第1、第2のPチャンネルMOSトランジスタは、

基盤から独立したWellを持っており、共に共通で第1のOPアンプの出力端子に接続したことを特徴とする電源電圧比例増幅器。

【請求項5】 振動体に振動を与える励振部と、
振動体の振動レベルを検出する手段と、
角速度に応じて生ずるコリオリ力を検出する検出手段と、
前記振動レベルを検出する手段の出力信号を増幅する第1の増幅器と、
前記第1の増幅器の出力信号を整流し直流電圧を得る整流回路と、
前記第1の増幅器の出力信号を入力し前記整流回路の出力値に応じて増幅度が変化する可変利得増幅器と、

前記コリオリ力を検出する手段の出力信号を増幅する第2の増幅器と、
前記第1の増幅器の出力電圧を音叉振動のタイミングによって位相検波する位相検波器と、

この位相検波器の出力信号を平滑する平滑回路と、
この平滑回路の出力電圧を直流増幅する直流増幅器とを備え、
前記第2の増幅器は、
少なくともひとつのOPアンプと、
ドレイン・ソース間を0Vにバイアスした少なくとも2つのMOSトランジスタを備え、

一方のMOSトランジスタはゲート・ソース間電圧が一定となるようにバイアスされ、もう一方のMOSトランジスタは電源電圧の変動に応じて変化するようバイアスされ、これら2つのMOSトランジスタを前記OPアンプのゲインを決めるための入力抵抗及び帰還抵抗としたことを特徴とする角速度センサ装置。

【請求項6】 前記第2の増幅器が、
第1、第2のPチャンネルMOSトランジスタと、
電源電圧とGND間を抵抗分割した電位から前記PチャンネルMOSトランジ

スタの閾値電圧分だけ低電圧側にシフトした電圧を発生する第1の電圧源と、

この第1の電圧源の出力を基準とした正の固定電圧を持った第2の電圧源と、
前記第1の電圧源の出力を非反転入力端子のバイアス源とした第1及び第2のOPアンプとを備え、

前記第1のMOSトランジスタのゲートは前記第2の電圧源でバイアスされドレインは該第1のOPアンプの反転入力端子に接続され、ここを直流カットされた信号が入力される入力端子とし、前記第2のMOSトランジスタのゲートはGNDにバイアスされ、ドレインが前記第2のOPアンプの入力端子に接続され、同時にこの入力端子から前記第2のOPアンプの出力端子または前記第2の電圧源との間に抵抗を接続したことを特徴とする請求項5記載の角速度センサ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は電源電圧に比例する利得をもった増幅器及びそれを用いた角速度センサ装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来の角速度センサ装置を図面に基づき説明する。図7は従来の角速度センサのシステムブロック図であり、1は第1の増幅器、2は整流器、3は平滑回路、4は比較電圧発生器、5は利得可変増幅器、6は第2の増幅器、7は位相検波器、8は直流増幅器、9は角速度信号出力端子、10は音叉構造の振動型角速度センサ（以後単に「角速度センサ」と呼ぶことも有る）をそれぞれ示すものである。

【0003】

音叉構造振動型角速度センサ装置は、モニタ用圧電素子102の表面電荷を増幅する第1の増幅器1と、この第1の増幅器1の出力であるモニタ出力電圧を整流する整流器2と、この整流器2の出力を平滑する平滑回路3と、電源電圧を2等分する比較電圧発生器4と、前記第1の増幅器1を入力とし前記平滑回路3と比較電圧発生器4の出力とを比較しその電圧差によって利得が制御される利得可

変増幅器 5 によって駆動用圧電素子 101 に印加される電圧振幅が制御される A G C 付き正弦波発振器となっている。

【0004】

また、第 1、第 2 の検知用圧電素子 103、104 の表面電極には印加される角速度に応じて電荷が生じる。この電荷は第 2 の増幅器 6 で増幅され、位相検波器 7 で音叉振動の周期で位相検波されて角速度に比例した直流電圧が得られる。この電圧は直流増幅器 8 によって増幅され角速度信号出力端子 9 へ出力するように構成されている。

【0005】

以上の構成により、音叉は素子バラツキや温度バラツキに影響せず一定振幅で音叉振動を行い、同時に角速度の検出感度についても同様に素子バラツキや温度バラツキに影響しない検出感度を実現している（例えば特許文献 1）。

【0006】

ここで比較電圧発生器 4 について説明する。センサ以外に使われる普通の A G C 回路では電源電圧が変動しても利得が変化しないように例えばバンドギャップリファレンス定電圧回路などで作った定電圧を利得可変増幅器 5 の比較電圧に利用することが多い。しかしカーナビゲーションや車体制御など車に搭載されるセンサ出力信号は、一般に電源電圧を基準電圧とした A D 変換を行ってマイコンに取り入れられることから、電源電圧に比例した出力が要求されている。したがって図 7 の比較電圧発生器 4 のように V D D と G N D 間の電圧を抵抗 41 と 42 で分割した電圧と、第 1 の増幅器 1 の出力であるところのモニタ出力電圧を整流平滑した信号とを比較し、その差電圧で利得可変増幅器 5 を制御することによりモニタ出力電圧は常に電源電圧に比例した振幅を持った正弦波電圧を出力することになる。このとき第 1 の増幅器 1 と整流器 2 の電源電圧依存性をゼロに設定しておくことで、角速度センサ 10 のモニタ用圧電素子 102 の出力信号もモニタ出力電圧同様常に電源電圧に比例した電圧を出力する。さらに角速度検知用圧電素子 103、104 から出力される電荷のレベル変動は、モニタ用圧電素子 102 から出力される正弦波発振振幅に比例しているため、結果としてこの信号を位相検波器 7 で検波した角速度出力信号も電源電圧に比例した出力が得られる。

【0007】

上記、従来例のようにA G C回路の基準電圧に電源電圧依存性を持たせず単に電源電圧に比例する増幅器があればそれでも可能であるが、現実にはそのような増幅器を実現するのは難しく、従来例として見つけることは出来なかった。

【0008】

但し、目的は違うが以下に説明する本発明の構成に若干似た従来例があった（例えば特許文献2）。この特許文献は、O P アンプとM O S 抵抗使った増幅器ということでは本発明と同じであるが、入力信号の逆位相の信号をゲートに印加することで出力波形を制御するという構成であり、電源電圧の変動とゲート電圧との関係は全く何も述べられていない。また、本発明の最も重要なポイントである閾値電圧のキャンセル回路についても何も触れられていない。

【0009】

【特許文献1】

特公平6-35988号公報（従来の技術、第7図）

【特許文献2】

特許第3169721号公報（図1、図3）

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

ところが、前記図7のブロック1, 2, 3, 4, 5及び角速度センサ10の駆動用圧電素子101, モニタ用圧電素子102からなるA G C ループでは、A G C ループの一構成要素である角速度センサがメカニカルフィルタ特性であることと、平滑回路3の時定数が大きいローパスフィルタであることから、A G C ループが外乱に対して低周波にしか追従できないと言う問題があった。その特性例を図8に示す。図8は、横軸に電源電圧の変動周波数を、また縦軸には電源電圧変動率と増幅器1の入力電圧変動率の比をモニタ電圧変動比として表したものである。例えば、電源電圧が10%上昇したときモニタ電圧も10%大きくなれば0 d B となる。電源電圧の変動がD C またはD C に近い低周波のときには、先に説明したようにA G C が働き電源電圧に比例したモニタ出力信号が得られるため電源変動時のモニタ電圧の変動率は電源電圧の変動率と同じとなり変動比としては

0 dBとなる。逆に、AGC回路が応答できないような高周波では減衰する。ところがその間の周波数において図8に示すようなピークを持つ共振点があり、回路条件によっては電源変動率の2倍以上の値になる場合がある。この時の共振周波数 f_r は先に述べたように角速度センサ10の応答特性の遅れと平滑回路3の時定数から決まるが、変動の絶対値はAGCのループゲインから決まっている。モニタ出力電圧を一定にするというAGC効果を良くするためにはAGCのループゲインを大きくすれば良くなるが、上記した問題であるモニタ出力電圧の電源電圧変動に対する変動比は逆に悪化し図8の共振周波数でのピーク値は大きくなってしまう。

【0011】

また、このような周波数特性を持ったAGC回路において、電源電圧が図9-aのようにステップ変動した場合、モニタ出力電圧は図9-bのような応答となってしまう。このことは、例えば角速度が連続して印加されている時に図9-aのように電源電圧が変動した場合には角速度出力端子9に現れる出力電圧も図9-bと同様の変動波形になることを意味する。

【0012】

【課題を解決するための手段】

本発明は、上記課題を解決するためのものであり、図7の従来例において、比較電圧発生器4を電源電圧に比例した出力とするのではなく、バンドギャップ定電圧源のような固定電圧とすると共に、角速度検知用圧電素子から出力される電荷に応じた出力電圧を増幅するための第2の増幅器6を電源電圧に比例した増幅器にしたものである。電源電圧に比例した増幅器を実現するために、第1及び第2のPチャンネルMOSトランジスタと、電源電圧とGND間を抵抗分割した電位から前記PチャンネルMOSトランジスタの閾値電圧分だけ高電圧側にシフトした電圧を発生する第1の電圧源と、この第1の電圧源の出力を基準とした負の固定電圧を持った第2の電圧源と、前記第1の電圧源の出力を非反転入力端子に接続した第1のOPアンプとを備え、前記第1のMOSトランジスタのゲートはGNDにバイアスされドレインを信号入力端子とし、前記第2のMOSトランジスタのゲートは前記第2の電圧源でバイアスされ、ドレインを前記第1のOPア

ンプの出力に接続し、ここを出力端子としている。

【0013】

すなわち本発明は、MOSトランジスタを可変抵抗として用いそのゲート・ソース間電圧をうまく制御することによって電源電圧に比例した利得を得るように構成したものである。

【0014】

【発明の実施の形態】

図1の一実施例を用いて本発明の動作原理について詳しい説明を行う。

【0015】

図1は本発明の目的である電源電圧に利得が比例するように構成した増幅器の動作を説明するための回路図である。図1において21, 22はPチャンネルMOSトランジスタであり、MOSトランジスタ21のドレインは信号入力端子31に、またMOSトランジスタ22のドレインはOPアンプ64の出力端子32に接続されている。ここで入力端子31に入力される信号源は直流をカットしたもので無ければならないが、角速度センサなどの圧電素子の場合はAC出力であるためコンデンサを設ける必要はない。

【0016】

このように構成した回路においては、入力端子31から直流電流が流れこまないため反転入力端子及び出力端子32のバイアスは共にOPアンプ64の非反転入力端子の電圧と等しくなる。このことはMOSトランジスタ21, 22のドレイン・ソース間電圧が共に0Vにバイアスされることを意味する。したがって、この時のMOSトランジスタのON抵抗 R_{on} は、MOSトランジスタの非飽和領域のドレイン電流 I_{ds} を表す式1をドレイン・ソース間電圧 V_{ds} で微分して逆数にすることで求めることができる。その結果を式2、式3に示す。但し、 β はプロセス及びトランジスタサイズから決まる単位ゲート電圧あたりの相互コンダクタンス、 V_{gs} はゲート・ソース間電圧、 V_{th} は閾値電圧である。

【0017】

$$I_{ds} = \beta \cdot \{ (V_{gs} - V_{th}) \cdot V_{ds} - (V_{ds}^2) / 2 \} \quad (式1)$$

$$R_{on} = 1 / (d I_{ds} / d V_{ds}) \quad (式2)$$

$$d I_{ds} / d V_{ds} = \beta \cdot (V_{gs} - V_{th}) - V_{ds} \quad (\text{式 3})$$

先に説明したように図 1 における MOS トランジスタのドレイン・ソース間電圧 V_{ds} はゼロバイアスであるため、式 3 の第 2 項は消え、式 2 は式 4 のように書くことができる。

【0018】

$$R_{on} = 1 / \{ \beta \cdot (V_{gs} - V_{th}) \} \quad (\text{式 4})$$

式 4 からドレイン・ソース間が 0 V の MOS トランジスタの ON 抵抗は、 β と $(V_{gs} - V_{th})$ に反比例することがわかる。したがってバイアス電圧である $(V_{gs} - V_{th})$ が電源電圧に比例するような回路構成にし、OP アンプのゲインを決める入力抵抗にこの MOS トランジスタを用いることで目標とする電源電圧にゲインが比例する増幅器が実現できる。図 1 において点線で囲んだブロック 11 はこのためのバイアス回路である。

【0019】

抵抗 44、45 は正電源である VDD と GND 間に直列接続されており、その接続点電位がインピーダンス変換され OP アンプ 65 の出力に出力されている。さらに OP アンプ 65 の出力から図のように P チャンネル MOS トランジスタ 23 のゲート及びドレインを共通接続し、このトランジスタ 23 のソースには電源 VDD から定電流源 13 で微小な定電流を流し込んでいる。これは MOS トランジスタ 21、22 の閾値電圧である V_{th} をキャンセルするために OP アンプ 64 のバイアスを予め閾値電圧 V_{th} だけレベルシフトするためのものである。したがって定電流はなるべく少なく、トランジスタ 23 はなるべく大きい方が望ましい。また、信号増幅用 OP アンプ 64 の帰還抵抗である MOS トランジスタ 22 のゲートバイアスは、前記 OP アンプ 65 の出力電位を基準として負の定電圧源 12 を印加している。このことにより OP アンプ 64 のバイアスが電源電圧に連動して変化しても、MOS トランジスタ 22 の ON 抵抗は変化しない。したがって電源電圧に反比例して ON 抵抗が小さくなる MOS トランジスタ 21 と固定の ON 抵抗を持った MOS トランジスタ 22 とでもって、入力端子 31 と出力端子 32 の間で電源電圧に比例した利得を持つことがわかる。

【0020】

次に、式を用いて利得が電源電圧に比例することを説明する。まずMOSトランジスタ21, 22のソース電位 V_{so} を求める。これはOPアンプ64の正負入力端子のバイアスでもあり、式5で表される。

【0021】

$$V_{so} = \{R_{45} / (R_{44} + R_{45})\} \cdot V_{DD} - V_{gs}(23) \quad (\text{式5})$$

ここで、 $V_{gs}(23)$ はMOSトランジスタ23のゲート・ソース間電圧であり、Pチャンネルのため極性は負である。

【0022】

MOSトランジスタ23のゲート・ソース間電圧は図1の回路条件よりMOSトランジスタの飽和時の一般式6から求めることができる。

【0023】

$$I_{ds} = (\beta / 2) \cdot (V_{gs} - V_{th2})^2 \quad (\text{式6})$$

ここで、MOSトランジスタ23のドレイン電流を $I_{ds}(23)$ 、同じくMOSトランジスタ23の単位ゲート電圧あたりの相互コンダクタンスを β_{23} として、同トランジスタのゲート・ソース間電圧 $V_{gs}(23)$ について解くと式7のようになる。

【0024】

$$V_{gs}(23) = \sqrt{I_{ds}(23) / \beta_{23}} + V_{th} \quad (\text{式7})$$

式7において、 $\sqrt{\quad}$ の中である $I_{ds}(23)$ と β_{23} の比をできるだけ小さくすることによって、 $\sqrt{I_{ds}(23) / \beta_{23}} \ll V_{th}$ の関係を作り出す。すなわち、トランジスタ23のゲートチャンネル長をできる限り小さく、同チャンネル幅をできるだけ大きく、そしてドレイン電流である定電流源13の値をできるだけ少なくすることによって式8が成り立つ。

【0025】

$$V_{gs}(23) \doteq V_{th} \quad (\text{式8})$$

MOSトランジスタのドレイン電流とゲート電圧の関係はドレイン電流密度が非常に小さくなったとき式2の2乗特性からエクスポネンシャルで表される指数関数特性に移行することが知られており、ある微小バイアス電流において式7は、式8のように書くことができる。

【0026】

また、MOSトランジスタのON抵抗は先に示したように式4で表されるため、MOSトランジスタ21のゲート・ソース間電圧 $V_{gs}(21)$ は式5及び式8から式9となる。

【0027】

$$V_{gs}(21) = V_{th} - \{R_{45} / (R_{44} + R_{45})\} \cdot V_{DD} \quad (\text{式 } 9)$$

したがって、MOSトランジスタ21のON抵抗は、式4の V_{gs} に $V_{gs}(21)$ を入れて計算すれば式10のように求まる。

【0028】

$$R_{on}(21) = 1 / [-\beta_{21} \cdot \{R_{45} / (R_{44} + R_{45})\} \cdot V_{DD}] \quad (\text{式 } 10)$$

式10では閾値電圧 V_{th} が消えているため、電源電圧 V_{DD} に反比例していることがわかる。 β_{21} にマイナスがついているが、トランジスタ21はPチャンネルであり β_{21} そのものが負であるためキャンセルする。

【0029】

一方、トランジスタ22についても同様に計算すると、まずゲート・ソース間電圧 $V_{gs}(22)$ は、図1の構成より式11で表すことができる

$$V_{gs}(22) = \{R_{45} / (R_{44} + R_{45})\} \cdot V_{DD} - V_{12} - V_{so} \quad (\text{式 } 11)$$

ただし、 V_{12} は定電圧源12の電圧値である。したがって式5の V_{so} を代入して整理すると、式12のようになる。

【0030】

$$V_{gs}(22) = -V_{12} + V_{gs}(23) \quad (\text{式 } 12)$$

したがって、トランジスタ22のON抵抗 $R_{on}(22)$ はQ21と同様に式4の V_{gs} に $V_{gs}(21)$ を代入して式13となる。

【0031】

$$R_{on}(22) = 1 / \{\beta_{22} \cdot (-V_{12} + V_{gs}(23) - V_{th})\} \quad (\text{式 } 13)$$

式8より、 $V_{gs}(23) \doteq V_{th}$ であるため、式13の V_{th} は消えて式14となる。

【0032】

$$R_{on}(22) = 1 / \{\beta_{22} \cdot (-V_{12})\} \quad (\text{式 } 14)$$

V_{12} は固定の電圧源であるためトランジスタ22のON抵抗は電源電圧に関係

無く一定となることが解る。

【0033】

以上の計算から、図1における入力端子31と出力端子32間の利得Gを計算すると、式10、式14を反転アンプの公式である式15に代入して式16が導き出される。

【0034】

$$G = R_{on(22)} / R_{on(21)} \quad (\text{式15})$$

$$G = (\beta_{21} / \beta_{22}) \cdot \{R_{45} / (R_{44} + R_{45})\} \cdot (V_{DD} / V_{12}) \quad (\text{式16})$$

ここで仮に、 $R_{44} = R_{45}$ に設定すると式17のように簡単になる。

【0035】

$$G = (\beta_{21} / \beta_{22}) \cdot \{V_{DD} / (2 \cdot V_{12})\} \quad (\text{式17})$$

式16、式17からわかるとおり、利得Gの計算式に電源電圧VDDが掛け算の形で入っており利得が電源電圧に比例することが理解できる。

【0036】

以上、本発明の動作原理について詳しく説明したが、これらはNチャンネルMOSトランジスタを用いても同様の構成で実現することができる。また、MOSトランジスタのゲートバイアスを21と22とで入れ替えれば利得が電源電圧に反比例することも容易に理解できることである。

【0037】

さらに、計算式においてはバックゲートであるWellの電位が全トランジスタともソースと同電位であるとして計算したが、Q1、Q2、Q3のバックゲートが同じ電位であれば良く、必ずしもソースと同電位である必要はない。すなわちMOSトランジスタQ1、Q2、Q3のソース電位が全て同じ電位にバイアスされているため電源電圧が変動した時のバックゲート効果による閾値電圧の変動はキャンセルされるからである。ただしバックゲート効果による閾値電圧が高くなるにしたがい、電源電圧に比例するという本発明の目的に対し徐々に精度が悪くなる。

【0038】

図2に本発明にかかる角速度センサのシステムブロック図を示す。

【0039】

図の中で番号1, 2, 3, 5, 7, 8, 9, 10及び圧電素子101, 102, 103, 104は図7の従来例と全く同じ構成であり説明を省略する。ブロック14は比較電圧発生器であり従来例の4に相当するものである。従来例と異なるのは電源電圧の変動に依存しない固定電圧としたことである。図では単なる電圧源を記してあるが、具体的にはバンドギャップ定電圧源などを必要な値に増幅して印加する。また、ブロック16は印加された角速度に応じた電荷を出力する第2の増幅器であるが、従来例の図7における第2の増幅器6との違いは電源電圧に比例した利得を持っていることである。

【0040】

図2のシステムブロック図においてブロック1, 2, 3, 5及び角速度センサ10の駆動用圧電素子101, モニタ用圧電素子102から構成されるAGCループは比較電圧発生器14を固定したことにより電源電圧の変動に関係無く一定電圧で駆動される。したがって、検出用圧電素子103, 104に出力される電荷量も電源電圧に影響されない。さらに電源電圧に比例する増幅度を持った第2の増幅器の後に続く位相検波器と直流増幅器を電源電圧依存性を持たないようにすることで、角速度信号出力端子9に出力される信号出力は電源電圧に比例した出力になる。

【0041】

これまで説明した図1の回路においては、信号源のインピーダンスが低くないと、MOSトランジスタ21と22のプロセスバラツキや温度特性が打ち消されなくなり誤差を発生する。そこで、角速度センサに使われる圧電素子のように出力インピーダンスが高く電流出力型の実施例を差動増幅回路と共に説明する。

【0042】

図3がその実施例である。ここでは大きく点線で囲んだ枠が3つあり、それぞれ111, 112, 116の番号をつけてある。このうち111及び112は先に説明した図1の11及び12に対応する機能を持ったものであり、116は同じく図1のOPアンプ64及びMOSトランジスタQ1, Q2からなる増幅器にあたるブロックである。18, 19は共に入力端子であり検出すべき信号が互い

に逆位相で入力される。ブロック 116 は入力端子 18, 19 から入力される信号電流を電圧に変換し増幅するための回路であり、MOS トランジスタ 26、28 は共に先に説明した図 1 のトランジスタ 22 と同じようにバイアスされている。次に OP アンプ 61, 62 の出力から OP アンプ 63 の非反転入力端子及び反転入力端子へそれぞれ直列に MOS トランジスタ 25, 27 が設けてある。これらは、ゲートが GND にバイアスされており OP アンプ 63 といっしょになってちょうど先に説明した図 1 のトランジスタ 21 と同じ働きをしている。ここでは OP アンプ 63 の帰還抵抗 48 は普通の抵抗であり MOS 抵抗ではない。また、抵抗 49 は抵抗 48 及び MOS トランジスタ 25, 27 といっしょになって引き算回路を構成するために前段の OP アンプ 61, 62 のバイアスと同じ電圧が印加されている。これによって、信号入力端子 18 と 19 のレベルが同じとき、OP アンプ 63 の出力はバイアス電圧と同じ直流電圧が出力される。次にブロック 111 は OP アンプ 61 ~ 63 へバイアスを供給するための回路である。このブロックの中で OP アンプ 66 を除く他の素子は図 1 のブロック 11 と全く同じものであり説明を省略する。OP アンプ 66 は前記抵抗 49 に電流を流すためのバッファでありインピーダンス変換器となっている。したがって、OP アンプ 61 ~ 63 へ供給しているバイアス電圧は、図 1 の OP アンプ 64 の非反転入力に印加している電圧と全く同じ特性を持ったものである。一方、ブロック 112 は図 1 で説明した固定電圧源 12 の具体回路でありバンドギャップ定電圧源と OP アンプ 67、N チャンネル MOS トランジスタ 24 及び抵抗 47 とでもって安定な定電流源を構成しており、この定電流を OP アンプ 66 の出力と N チャンネル MOS トランジスタのドレインとの間に設けた抵抗 46 に流すことによりプロセスバラツキや温度変化に対して安定な定電圧源を作っている。したがって、ブロック 116 の P チャンネル MOS トランジスタ 26 及び 28 のゲート電圧は図 1 で説明したトランジスタ 22 と同じ特性となり、電源電圧に依存しない MOS 抵抗となっている。

【0043】

図 3 に示す回路を図 2 の第 2 の増幅器 16 に用いて角速度センサを構成した場合の電源電圧応答特性を図 5, 図 6 に示す。いずれも角速度センサ装置としての

角速度信号出力端子 9 で見たときの特性である。図 5 は一定の角速度を与えた状態で、電源電圧を正弦波で変動させその周波数を変化させたとき、電源電圧の変動と信号出力レベルの変動比を示したものであり、従来あった低周波でのピーク特性は完全に無くなっている。高周波での減衰があるのは、位相検波器 7 で直流に直すために設けてあるフィルタ特性が効いているものであり、信号検出と言う意味では高い周波数まで応答する。また、図 6 は図 5 と同様に一定の角速度を与えた状態で電源電圧をステップ的に変化させた時の信号出力での応答特性である。点線で示した a が電源電圧の変動率であり、実線で示した b が角速度信号出力の変動率である。図 5 で説明した様に位相検波器のフィルタの影響で立ち上がりが遅れる他はリングングなどは無く非常に良く合っている。

【0044】

次に、本発明にかかるもうひとつの実施例を図 4 に示す。図 4 は図 1 とよく似ているが、ブロック 111 のバイアス回路が図 3 の 111 と同じものを使っていることと、MOS トランジスタ 21 のドレインがバイアス源である OP アンプ 66 の出力端子へ接続されていることと、信号入力 OP アンプ 64 の比反転入力端子となっており、そのためのバイアス抵抗 50 が先程の OP アンプ 66 の出力端子との間に挿入されていることである。図 4 においても最初に詳しく説明したようにトランジスタ 21, 22 が MOS 抵抗として働き、一方が固定でもう一方が電源電圧依存性を持つようにバイアスしているという意味では同じである。

【0045】

以上、本発明の具体的実施の形態について 3 つの例を上げて説明したが、本発明は、これら具体例に限定されるべきものではなく、本発明の技術的範囲を逸脱することなしに、種々の変形が可能である。

【0046】

【発明の効果】

以上、本発明によれば、カーナビゲーションや車体制御など車に搭載されるセンサなどで必要とされている電源電圧に比例した出力が得られ、従来問題であった電源電圧の変動に対する応答特性が各段に改善され、自動車部品用として使用できる高性能のセンサが実現できる。また、この機能を実現するための手段とし

て圧電素子を持つセンサ以外の全ての機能を単一のCMOS半導体基板上に製造することが出来、性能向上だけでなくほとんどコストUPを伴わずに実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の請求項1に記載の発明の一実施例である電源電圧比例増幅器の構成を示す回路図

【図2】

前記図1の電源電圧比例増幅器を用いた角速度センサ装置のシステムブロック図

【図3】

本発明の他の実施例である電源電圧比例増幅器の構成を示す回路図

【図4】

本発明のさらに他の実施例である電源電圧比例増幅器の構成を示す回路図

【図5】

本発明における角速度センサ装置において、電源電圧にリップルを加えた時の信号出力の周波数応答特性を示す図

【図6】

同じく本発明における角速度センサ信号出力の電源電圧変動時のステップ応答特性を示す図

【図7】

従来の角速度センサ装置のブロック図の一例を示す図

【図8】

前記図7の従来例において、電源電圧にリップルを加えた時のAGCループの周波数応答特性を示す図

【図9】

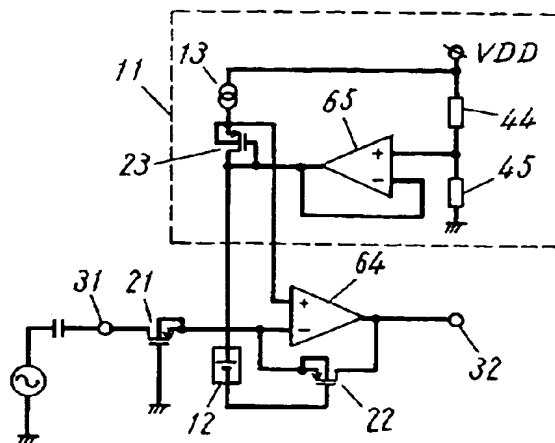
同じく従来例における角速度センサ信号出力の電源電圧変動時のステップ応答特性を示す図

【符号の説明】

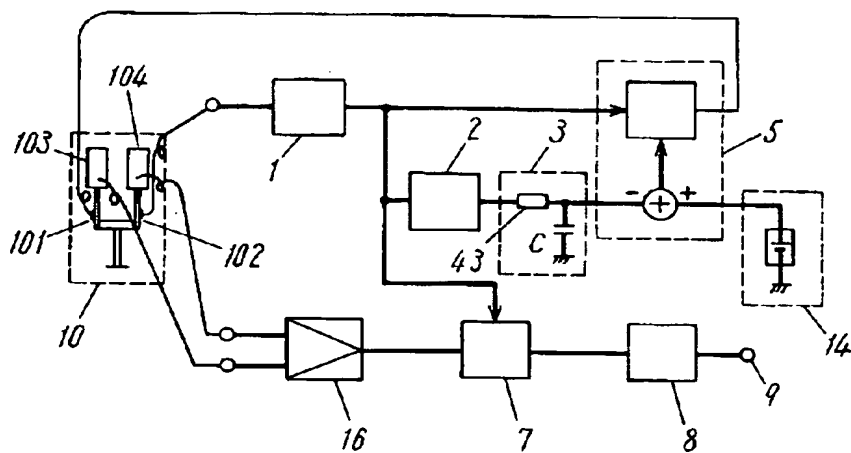
- 1 第 1 の増幅器
- 2 整流器
- 3 平滑回路
- 4, 1 4 比較電圧発生器
- 5 利得可変増幅器
- 6, 1 6 第 2 の増幅器
- 7 位相検波器
- 8 直流増幅器
- 9 角速度信号出力端子
- 1 0 角速度センサ
- 1 1 バイアス回路
- 1 2 定電圧源
- 1 3 定電流源
- 1 8, 1 9, 3 1, 3 2 端子
- 2 1 ~ 2 3、2 5 ~ 2 8 PチャンネルMOS トランジスタ
- 2 4 NチャンネルMOS トランジスタ
- 4 1 ~ 5 0 抵抗
- 6 1 ~ 6 7 演算増幅器
- 1 0 1 ~ 1 0 4 圧電素子
- 1 1 1 バイアス回路 (1 1 と別の回路例)
- 1 1 2 定電圧回路 (1 2 の具体回路例)
- 1 1 6 第 2 の増幅器の別の回路例

【書類名】 図面

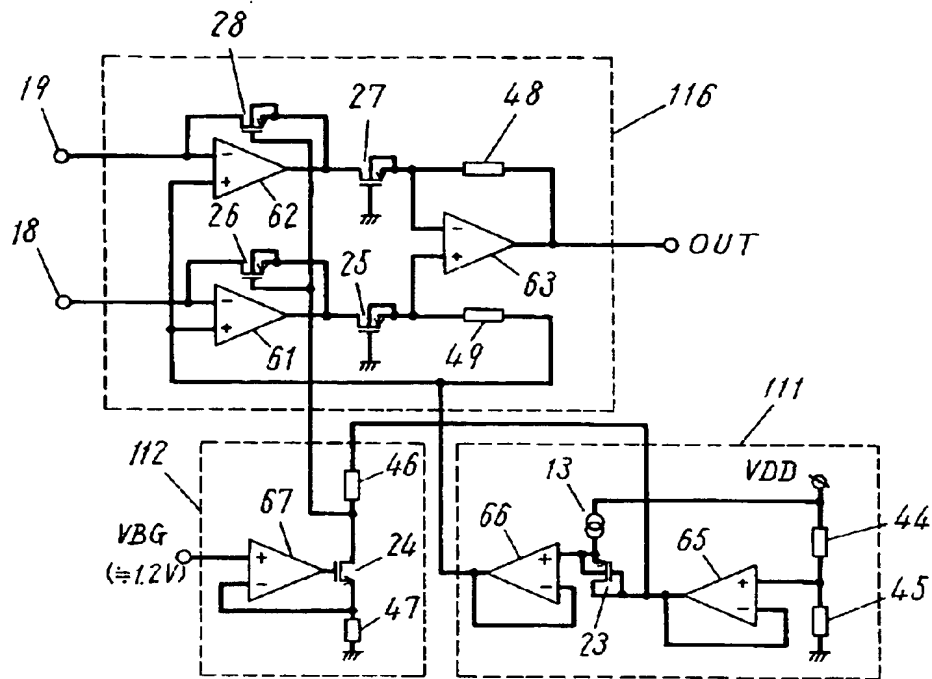
【図 1】



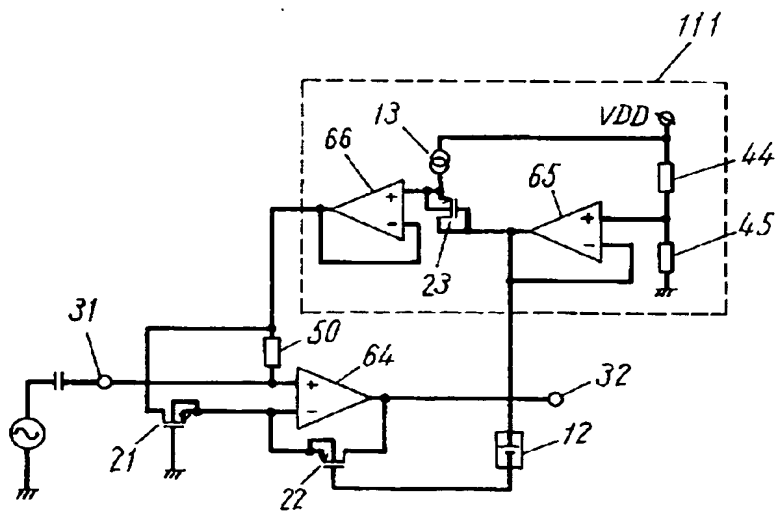
【図 2】



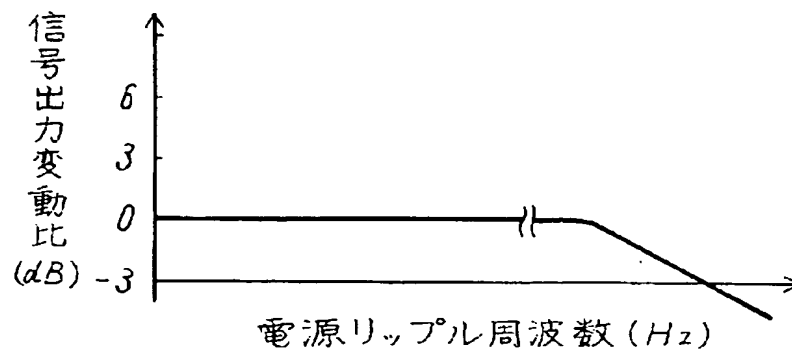
【図 3】



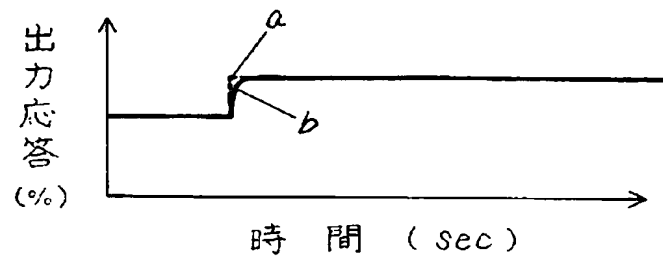
【図 4】



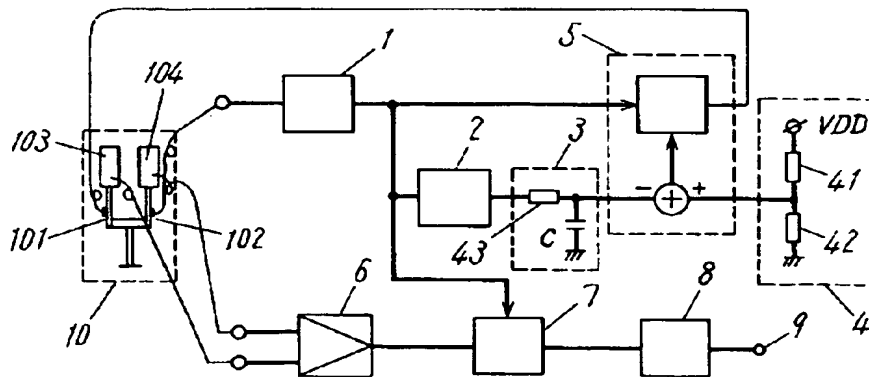
【図 5】



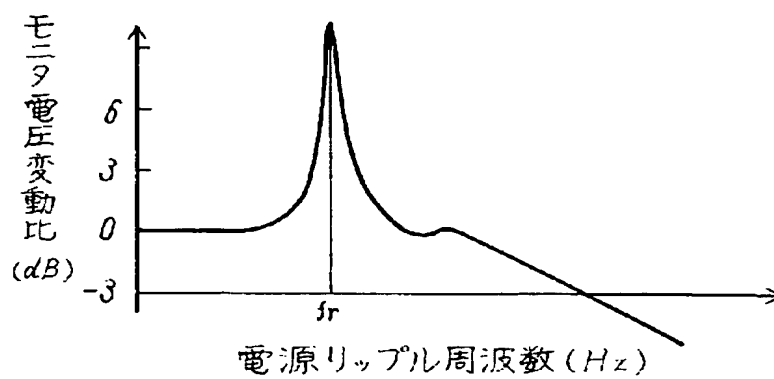
【図 6】



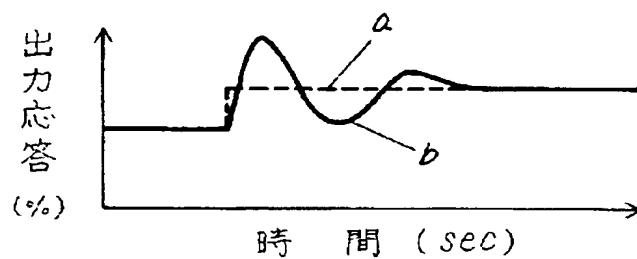
【図 7】



【図 8】



【図 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 自動車用センサーにおいて、電源電圧に比例した利得を備えたセンサー出力の電源電圧変動に追従すること。

【解決手段】 基盤から独立したWellを持つ第1及び第2のPチャンネルMOSトランジスタのドレイン・ソース間電圧をゼロバイアスとし、電源電圧を抵抗分割した電位から前記PチャンネルMOSトランジスタの閾値電圧分だけ高電圧側にシフトした電圧を与え、一方のトランジスタのゲートはGNDに、もう一方のトランジスタのゲートは前記電源電圧を抵抗分割した電位を基準とした負の固定電圧を印加し、直流カットされた信号を入力して増幅する様に構成する。

【選択図】 図1

特願 2 0 0 2 - 3 6 4 8 6 5

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1 . 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 2 8 日

[変更理由]

新規登録

住 所

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

氏 名

松下電器産業株式会社